

[招待講演] 音響インパルス応答測定用信号について

金田 豊

東京電機大学大学院工学研究科 〒120-8551 東京都足立区千住旭町 5 番

E-mail: kaneda@c.dendai.ac.jp

あらまし これまで、音響インパルス応答測定信号としては、TSP 信号、M 系列信号など、いくつもの信号が提案されてきた。本稿では、測定環境の雑音や系の非線形特性に起因するインパルス応答測定誤差が、測定信号の性質によって異なることを説明する。測定信号の性質としては、信号波形、パワースペクトル、再生音圧レベルなどがあげられる。そして、インパルス応答の用途に応じて許容できる誤差が異なるため、それらに応じた測定信号の選択指針を示す。

キーワード インパルス応答、測定信号、TSP、M 系列、掃引正弦波

Measurement signals for an acoustical impulse response

Yutaka KANEDA

Graduate School of Engineering, Tokyo Denki University 5 Senju-asahi-cho, Adachi-ku, Tokyo 120-8551, Japan

E-mail: kaneda@c.dendai.ac.jp

Abstract Various signals such as a time-stretched pulse and a maximum length sequence have been proposed for measuring an acoustical impulse response. In this paper, it is shown that the measurement error due to environmental noise and system nonlinearity depends on the measurement signal characteristics, including the signal waveform, power spectrum and reproduced sound level. Since the error that can be tolerated depends on the application of the impulse response, guidelines for the selection of measurement signals for different applications should be established.

Keywords impulse response, measurement error, TSP, MLS, swept sine

1. はじめに

インパルス応答は線形系の基本特性量である。インパルス応答は、それ自身から線形伝達系の反射特性や減衰特性を知ることができる。また、インパルス応答をフーリエ変換することで測定対象とする線形系の周波数応答特性を知ることができる。また、インパルス応答からは系の様々な特性を導出することができる。室内音響系における残響時間や C 値、D 値、MTF などがある例である[1]。さらに、求められたインパルス応答を用いて、さまざまなシミュレーションを実行することができる。

インパルス応答は被測定系にインパルス信号を入力した時の出力として定義されるが、理想的なインパルス信号(時刻 0 でのみ ∞ の振幅を持った信号)の発生は困難である。また、近似的なインパルス信号の多くはエネルギーが小さく、その測定結果は低 SN 比となる。そこで通常は、エネルギーの大きいインパルス応答測定用入力信号(以下、「測定信号」と呼ぶ)が利用される。本稿では、さまざまな測定信号の性質と、用途に応じた測定信号の選択指針などを述べる。

2. インパルス応答測定原理と測定誤差

図 1 にインパルス応答の測定原理を示す。なお、本稿では、離散系を考えるものとし、変数 n は離散時間、 k は離散周波数番号を表すものとする。図において $H(k)$ は測定対象とする線形系の周波数特性で、インパルス応答 $h(n)$ とはフーリエ変換対をなす等価量である。本稿では以下、説明のわかりやすさのために、インパルス応答ではなく、この周波数特性 $H(k)$ を測定することを目的として説明を行う。

測定は、図 1(a) に示すように、まず測定信号 $S(k)$ を被測定系に入力して、出力 $H(k)S(k)$ を得る。これを測定信号の逆特性を持つフィルタ $1/S(k)$ に通すことで、 $H(k)$ が求まる。しかし、これは理想的な場合で、実環境では、図 1(b) に示すように、被測定系の出力に雑音 $N(k)$ が付加される。ただし、本稿では定常的な騒音や電氣的雑音などを想定し、これらを「雑音」と総称する。図において、逆フィルタを通した後の測定結果には $N(k)/S(k)$ の雑音成分が含まれる。以降、これを「雑音成分」と呼んで、「雑音」 $N(k)$ と区別する。

また、音響測定におけるスピーカや室内音響系には多少の非線形特性が含まれていて非線形歪を発生する。

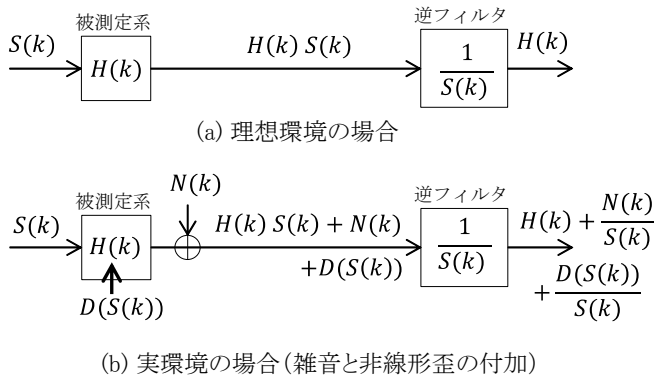


図1 インパルス応答測定の実原理

雑音 $N(k)$ と異なって非線形歪の大きさは入力信号 $S(k)$ の大きさに依存するので、これを $D(S(k))$ と表す。そして、図 1(b) に示すように、測定結果には $D(S(k))/S(k)$ の非線形誤差が含まれる。以下本稿では、雑音に起因する測定誤差を「雑音性誤差」、非線形歪が原因の誤差を「非線形誤差」と呼ぶ。

このように、測定結果に含まれる雑音性誤差 $N(k)/S(k)$ および非線形誤差 $D(S(k))/S(k)$ は、測定信号 $S(k)$ に依存しているため、誤差の影響を低減するためには、適切な測定信号の選択が重要である。

なお、 $S(k)$ として自由な信号を入力することができない場合には、クロススペクトル法[2]などが利用されるが、平均化操作に長い時間が必要となる。確定的な測定信号が入力できる場合には、図 1 に示す測定方法が有利である。

3. 測定信号の分類

測定信号のスペクトル $S(k)$ は複素数であるので、その振幅成分 $|S(k)|$ と位相成分 $\varphi_S(k)$ を用いて、

$$S(k) = |S(k)| \cdot \exp\{j\varphi_S(k)\} \quad (1)$$

と表される。ここで、測定結果に含まれる雑音成分(雑音性誤差)のパワースペクトルは、その 2 乗期待値として

$$E[|N(k)/S(k)|^2] = P_N(k)/|S(k)|^2 \quad (2)$$

と表される。ただし、 $E[\]$ は期待値で、 $P_N(k) = E[|N(k)|^2]$ は環境雑音のパワースペクトルである。式(2)より、測定信号のパワースペクトル $|S(k)|^2$ (または振幅成分) は雑音性誤差の大きさを決定することがわかる。測定信号のスペクトルとしては、白色、 $1/f$ 特性などの固定形と、環境雑音のスペクトルを反映した適応形が提案されている。

一方、測定信号の位相成分は測定信号の波形を決定する。波形の種類としては、掃引正弦波(SS: Swept Sine)信号と擬似雑音(PN: Pseudo Noise)信号の 2 種類が代表的である。掃引正弦波とは時間とともに周波数が上昇(または下降)する正弦波で、擬似雑音とは、人工的に作られたランダム信号である。これらの信号波形

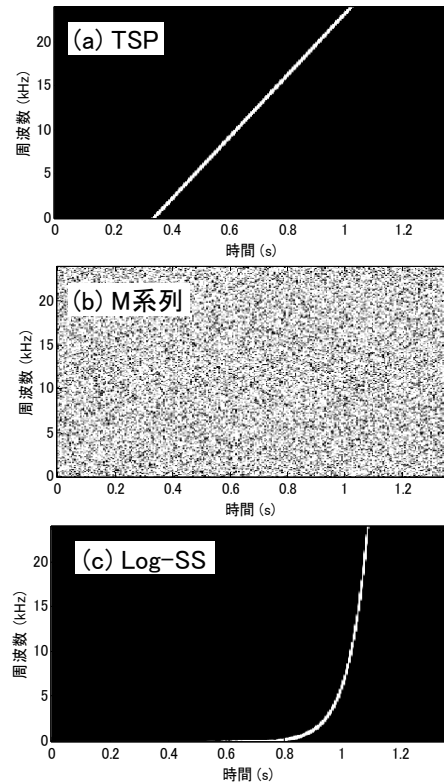


図2 代表的測定信号のスペクトログラム

は非線形誤差に関係する。

4. 測定信号のスペクトルと雑音抑圧効果

4.1. 白色信号で測定した場合の雑音成分

白色パワースペクトル ($|S(k)|^2 = C_1$: 以下 $C_i, i = 1, 2, \dots$ は定数を表す) を持った測定信号としては、TSP 信号[3,4]や M 系列信号[5,6]が挙げられる。図 2(a)(b) に TSP 信号と M 系列信号のスペクトログラム(時間-周波数特性)を示す。図より、TSP 信号は時間に比例して周波数が上昇する正弦波信号である。また、M 系列信号はランダムな周波数成分が、全時間区間に一様に分布している。

白色信号を用いた場合、雑音成分 $N(k)/S(k)$ のパワースペクトルは、

$$E[|N(k)/S(k)|^2] = P_N(k)/|S(k)|^2 = P_N(k)/C_1 \quad (3)$$

と計算される。これより、測定結果に含まれる雑音成分のスペクトル形状は、環境雑音のパワースペクトル $P_N(k)$ と一致することがわかる。

測定環境が無響室などで、音響的騒音が無視でき、雑音 $N(k)$ が電氣的白色雑音である場合、白色測定信号は、この雑音を最小化(同一エネルギーを持ったさまざまなスペクトルの信号の中で)する信号である。しかし一般室内などの測定では、騒音は低周波成分が大きく、その環境雑音がそのまま測定結果に含まれるため、低周波域の SN 比が低下する。図 3(a) に室内騒音下で TSP 信号を用いて得られた周波数特性の測定結果とそれに含まれる雑音成分の例を示す。低周波域にお

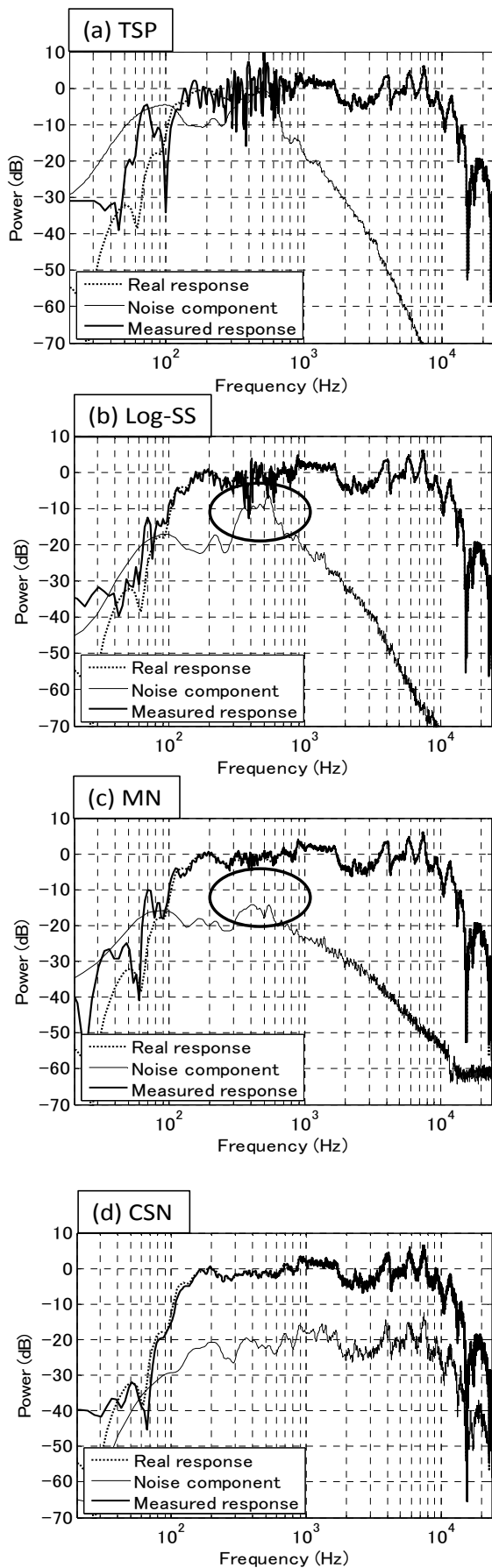


図3 各種測定信号と雑音成分

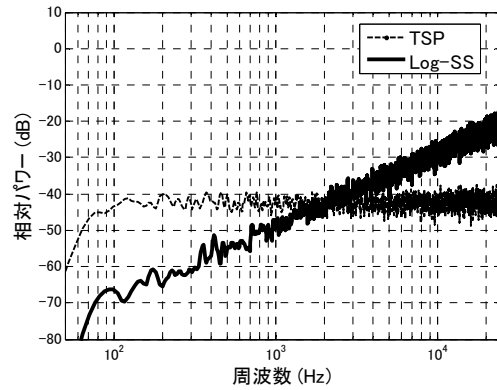


図4 白色雑音に対するTSPとLog-SSの測定結果

いて雑音成分が大きく、その影響で低周波域の周波数特性の変動が大きくなっている。

4.2. $1/f$ (ピンク)信号で測定した雑音成分

$1/f$ (ピンク)特性のパワースペクトルを持った信号として Log-SS (ピンク TSP や ESS(Exponentially Swept Sine)などとも呼ばれている)[7-9]がある。Log-SS 信号は、そのスペクトログラムを図 2(c)に示すように、対数周波数が時間に比例して上昇(等価的に、時間の指数関数として周波数が上昇)する掃引正弦波信号である。TSP 信号より低周波数の掃引時間が長く、低域に大きなエネルギーを持っている。

Log-SS のパワースペクトルは $|S(k)|^2 = C_2/k$ と表され、これを用いた場合の雑音成分のパワーは、

$$E[|N(k)/S(k)|^2] = k \cdot P_N(k)/C_2 \quad (4)$$

となる。式より、環境雑音のスペクトルは k 倍され、 k の小さい低周波成分が抑圧される。図 3(a)の測定で使用した TSP 信号と同一エネルギー(同一振幅・同一信号長)の Log-SS で測定した結果を図 3(b)に示す。図 3(a)に比べて低周波域の雑音成分が抑圧されており、周波数特性が良好に把握されていることがわかる(特に 100~300Hz 付近)。

このように Log-SS 信号は低周波成分が大きい室内騒音下の測定には有効であるが、雑音の高周波成分は増加させる性質がある。図 4 は白色雑音に対する TSP と Log-SS での測定結果を示すが、Log-SS の結果では高周波域の雑音成分が上昇してしまう。

このように、測定環境の雑音スペクトルに応じて、適切な測定信号のスペクトルは異なっている。従って、雑音のスペクトルによらずに雑音低減効果を得るためには、環境雑音を測定し、その特性を反映させた適応形測定信号の利用が有効である。

4.3. 適応形測定信号

(1) 雑音最小化(MN: Minimum Noise)信号[10]

MN 信号は、環境雑音のパワースペクトル $P_N(k)$ を測定し、その平方根をパワースペクトルとして持つ信号

$$|S(k)|^2 = C_3 \sqrt{P_N(k)} \quad (5)$$

である。この信号は、同一エネルギーをもつ測定信号の中で、雑音成分エネルギーを最小とする ($\sum_k |S(k)|^2$ が一定という条件で $\sum_k (P_N(k)/|S(k)|^2)$ を最小にする) ことが証明されている [10,11]。

式(5)より、 $P_N(k)$ が白色の場合には4.1で述べた白色スペクトルを持つ測定信号が、また、 $P_N(k)$ が $1/f^2$ 特性を持つ場合には4.2で述べた $1/f$ スペクトルを持つ信号が雑音成分を最小化することがわかる。従って、環境雑音が白色や $1/f^2$ 特性に近い場合にはTSPやLog-SSを利用すれば良いが、それらとは異なる雑音スペクトルの場合はMN信号が有利である。

図3(c)にMN信号を用いた場合の測定結果と雑音成分を示す。図3(b)のLog-SSの結果と比較すると、Log-SSでは低減できていない500Hz付近の雑音成分(丸印)が低減できていることがわかる。

なおMN信号は $P_N(k)$ の良好な推定と雑音の定常性を仮定しているため、この条件が満たされない場合には、雑音低減性能は低下する。

(2) SN比制御可能(CSN: Controllable Signal to Noise ratio)信号[12]

雑音成分エネルギーの低減が目的であればMN信号は最良である。しかし被測定系の周波数特性の把握が目的である場合には、別の観点が必要である。図5(a)のモデル図では、全体の雑音レベルは低下しているが、系の周波数特性が小さい部分(図の丸破線部)はSN比が低く、特性の把握が困難である。これに対して図5(b)のように全周波数帯域でSN比を一定とすれば、周波数特性が大きい帯域では雑音レベルが上昇して雑音成分エネルギーは増大するが、周波数特性の小さい帯域の特性把握が可能となる。

ここで、測定結果の周波数特性 $H(k)$ のSN比($SNR(k)$)を、次式に示すように、 $H(k)$ と、測定結果に含まれる雑音成分 $N(k)/S(k)$ とのパワー比として定義すると

$$\begin{aligned} SNR(k) &= |H(k)|^2 / E[|N(k)/S(k)|^2] \\ &= |H(k)|^2 |S(k)|^2 / P_N(k) \end{aligned} \quad (6)$$

となる。これより、周波数 k ごとの所望SN比を $DSN(k)$ と表したとき、

$$|S(k)|^2 = DSN(k) \cdot P_N(k) / |H(k)|^2 \quad (7)$$

で表されるパワースペクトルを持つ信号で測定すれば、測定結果において所望SN比が実現される。(式(7)を式(6)に代入すれば、 $SNR(k) = DSN(k)$ となる)この信号をSN比制御可能(CSN)信号と名づけた。

SN比を一定とするためには、式(7)において $DSN(k)$ を一定値とした信号(Constant SN ratio 信号[13])を用いれば良い。図3(d)はその結果を示すもので、MN信号を用いた場合より雑音成分が上昇する帯域は見られるが、全帯域のSN比を一定とすることで周波数特性は見やすくなっている。

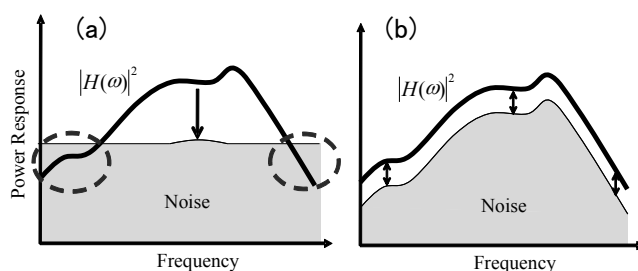


図5 周波数帯域によらずSN比を一定とするという考え方

また、別途定めたSN比の値を $DSN(k)$ とすることで、オクターブバンドごとの雑音レベルを一定化し、残響時間の測定時間を短縮することができる[12]。

なお、式(7)の特性を得るためには、 $H(k)$ の情報が必要であるが、これは、短時間の(あまりSN比の良くない)事前測定を行って得た推定値 $\hat{H}(k)$ を利用する。

5. 測定信号の波形と非線形誤差

測定系で発生する非線形歪の影響で、測定結果に不自然な誤差が発生するがその現れ方は測定信号の波形(時間一周波数特性)に依存する。

5.1. スペクトログラムによる測定原理

図6に、インパルス応答測定原理をモデル化したスペクトログラムを示す。図6(a)はTSP信号のスペクトログラムで、高い周波数成分ほど時間遅れを持っている。図6(b)はTSPの逆特性を表す。スペクトログラム上では左右反転したものとなっている。この特性を、図6(a)に乗じると、各周波数成分の遅れが補正されて図6(c)のように全周波数成分が時刻0に集中したインパルス信号になる。

このことより、測定信号に被測定系の応答が付加された信号に逆特性を乗じると、インパルス信号に系の応答が付加された信号、すなわち、インパルス応答が求められる。

5.2. 掃引正弦波と擬似雑音に対する非線形歪

正弦波信号を(時不変な)非線形系に入力すると、非線形歪として整数倍の周波数成分(高調波歪)が発生する。図7(a)にTSP信号に対して発生した高調波歪を示す。各時刻の周波数の整数倍周波数の成分が発生している。この信号に逆フィルタをかけてインパルス応答を求めると図7(b)のように、非線形誤差が発生する。

同様の原理で[14]、Log-SS信号を用いた場合高調波歪の発生と非線形誤差を図8に示す。測定信号とその逆信号の違いにより、TSPとは違った形で非線形誤差が現れている。このように掃引正弦波を用いた場合、高調波歪による非線形誤差は、時間一周波数領域で、インパルス応答とは分離された場所に現れるので、こ

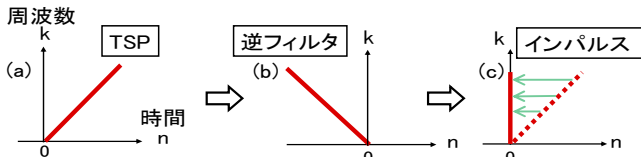


図6 インパルス応答測定原理のモデル図

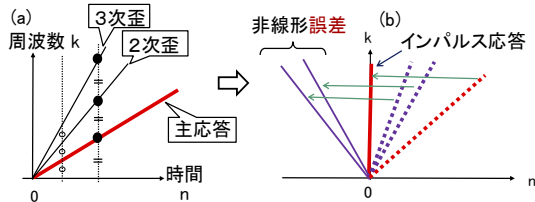


図7 TSP信号に対する高調波歪の発生と非線形誤差

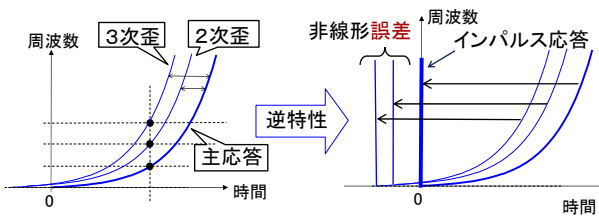


図8 Log-SS信号に対する高調波歪の発生と非線形誤差

れらを切り捨てればその影響は除去できる。

これに対してM系列などの擬似雑音は、各時刻に各周波数成分がランダムに発生し、また、逆フィルタも時間一周波数でランダムな特性を持つので、非線形誤差は、定常雑音のように時間軸に様に発生する(図9)。この擬似雑音による、非線形誤差の大きさは、スピーカの種類や信号長に依存する。また、定常雑音のような誤差は、室内音響特性の算出に必要な残響曲線を劣化させるので、取扱いに注意が必要である。

6. 再生音圧と誤差

無響室において、スピーカ再生音圧とインパルス応答波形の正規化誤差E

$$E = \sum_n (h(n) - \hat{h}(n))^2 / \sum_n \hat{h}^2(n) \quad (8)$$

の関係を測定した結果[15]を図10に示す。ただし、式(8)において $\hat{h}(n)$ は、長時間で測定した誤差の少ない基準インパルス応答である。測定信号は、TSP、Log-SS、M系列の3種類である。

測定誤差は雑音性誤差と非線形誤差の和と考えられる。図において再生音圧が55dB以下では、雑音性誤差 \gg 非線形誤差の関係であるので、再生音圧に比例して、誤差は低減していく。音圧が70dB以上では、非線形誤差 \gg 雑音性誤差の関係であるので音圧が上昇するにつれて誤差が増加する。このように、雑音性誤差と非線形誤差には再生音圧に関してトレードオフ関係が存在するので、誤差を最小にする最適な再生音圧

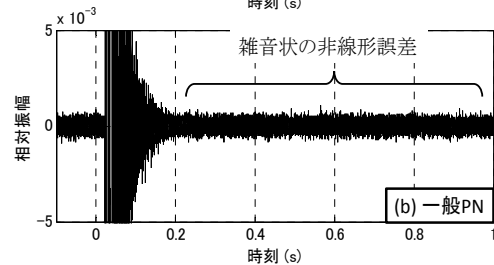
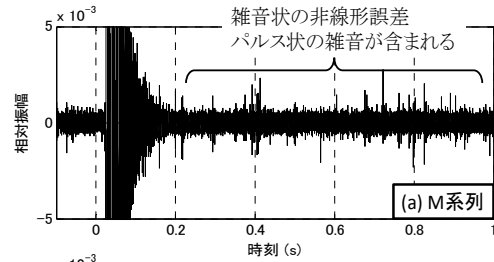


図9 擬似雑音を用いた測定結果に発生する非線形誤差

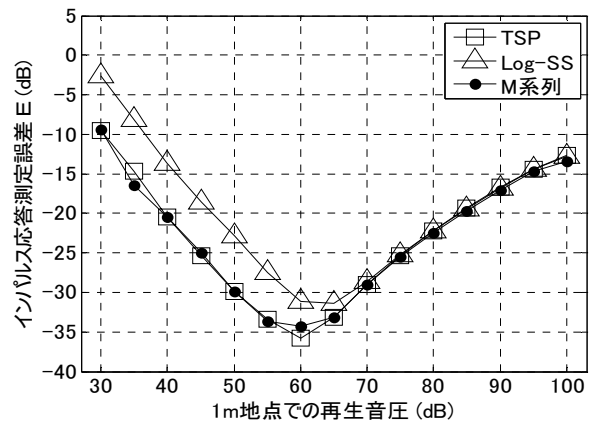


図10 再生音圧と測定誤差との関係

(厳密にはスピーカ入力電圧)が存在する。

実験における環境雑音は白色雑音であったので、Log-SSの測定結果よりTSPやM系列での測定結果のほうが、雑音性誤差が小さくなっている。雑音性誤差を表す直線は環境雑音や測定信号の種類やレベルによって上下するので、それに応じて最適音圧も変化する。

一方、非線形誤差(音圧70dB以上)の大きさは測定信号の種類には依存しない結果となっている。掃引正弦波による測定では高調波歪が除去可能であるにもかかわらず正規化誤差において優位性は見られない。この原因は、図7,8などに示す高調波歪による誤差の他に、インパルス応答本体にも変形が起きており(主応答誤差)、その大きさが高調波歪より大きなものであるためである[16]。

ただし、残響曲線を求める測定においては、測定結果に主応答誤差が含まれていても(インパルス応答自身が変形しても)影響は小さい[17]。従って、掃引正弦波を用いる場合には、再生音圧を(極端でない限り)大きくして雑音性誤差を低減することが有効である。これに対し、擬似雑音では、再生音圧の増加に伴い図

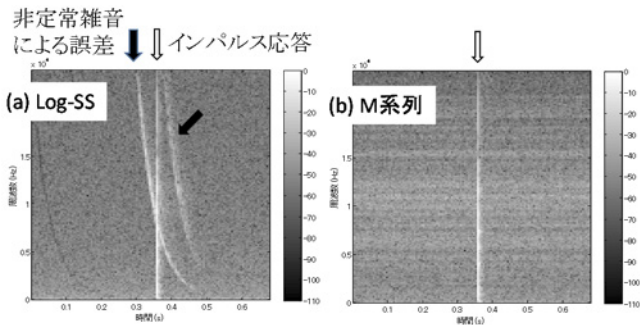


図11 測定信号と非定常雑音による誤差

9のような定常雑音状の非線形誤差が増加するので、注意が必要である。

7. 擬似雑音に関する補足

7.1. 非定常雑音による誤差

測定中にドアの開閉音や足音などの非定常雑音が発生した場合、掃引正弦波による測定は深刻なダメージを受ける(図 11(a))。これに対して擬似雑音は逆フィルタが時間一周波数平面でランダム化するの、特定の時刻に発生した非定常雑音の影響が分散化される(図 11(b))。その結果、全時間の誤差レベルは上昇するが、図 11(a)のように特定の周波数が大きく影響を受けることはない。

7.2. M 系列と一般擬似雑音

M 系列と白色スペクトルを持った一般擬似雑音(所望の振幅特性にランダムな位相特性を持たせた信号)を比較すると、以下の理由で一般擬似雑音の方が有利ではないかと考えている。

- ・ M 系列の演算量の低さは、近年あまり魅力的でない
- ・ M 系列の非線形誤差は図 9(a)に示すようにパルス状の成分を含んでおり、扱いにくい場合がある
- ・ M 系列はデジタル信号としては最小波高値(crest factor)であるが、アナログ信号に変換すると波高値は上昇する。波高値低減処理を行った一般擬似雑音のほうが波高率が低い[18]。

8. むすび

インパルス応答測定用信号の選択に当たっては、要求する品質を踏まえて選択することが重要である。例えば、残響時間の測定においては、多少の非線形誤差はあったとしても雑音レベルを低減することが効果的であるため、掃引正弦波信号を大音圧で再生することが望ましい。また、インパルス応答を二乗誤差最小で測定する必要がある場合には、適切なパワースペクトルの測定信号を用いて雑音性誤差を低減し、非線形誤差との和を最小にするような適切な音圧で測定する必要がある。本稿はそのような測定信号の選択の参考となることを目指したものであるが、紙面の都合で説明不十分な部分については、参考文献や Web 掲載の資料[19]を参照いただきたい。なお擬似雑音の評価に関しては、筆者自身が、十分に評価が固まっていない点を

ご容赦いただきたい。

文 献

- [1] 橋秀樹, 矢野博夫, 環境騒音・建築音響の測定, p.155, コロナ社, 2004.
- [2] 城戸健一, “デジタルフーリエ解析(II)”, p.68-102, コロナ社, 2007.
- [3] N. Aoshima, “Computer-generated pulse signal applied for sound measurement,” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 69, no. 5, pp. 1484-1488, May 1981.
- [4] Y. Suzuki, F. Asano, H. Kim and T. Sone, “An optimum computer-generated pulse signal suitable for the measurement of very long impulse response,” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 97, no. 2, pp. 1119-1123, Feb. 1995.
- [5] M. R. Schroeder, “A fast Hadamard transform method for the evaluation of measurements using pseudorandom test signals,” p.235, ICA 1983.
- [6] J. Borish, An efficient algorithm for measuring the impulse response using pseudorandom noise,” *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 31, no. 7/8, pp. 478-488, July/Aug. 1983.
- [7] D. Griesinger, ”Beyond MLS-Occupied Hall Measurement with FFT Techniques,” in *101th AES Convention*, 4403, (M-3), Nov. 1996.
- [8] 藤本卓也, “低域バンドでの SN 比改善を目的とした TSP 信号に関する検討,” 音響学会秋季講演論文集, pp. 433-434, Sept. 1999.
- [9] A. Farina, “Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique,” in *108th AES Convention*, 5093, (D-4) Feb. 2000.
- [10] 守谷直也, 金田豊, “雑音に起因する誤差を最小化するインパルス応答測定信号,” 音響学会誌, 64 巻 12 号, pp. 695-701, Dec. 2008.
- [11] Y. Kaneda, “Noise Reduction Performance of Various Signals for Impulse Response Measurement,” *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 63, no. 5, pp. 348-357, May 2015.
- [12] 中原優樹, 金田豊, “測定結果の帯域別雑音レベルを一定とする測定信号を用いた効率的な残響時間測定法,” 音響学会誌, 掲載予定.
- [13] H. Ochiai and Y. Kaneda, “A recursive adaptive method of impulse response measurement with constant SNR over target frequency band,” *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 61, no. 9, pp. 647-655, Sept. 2013.
- [14] 金田豊, “インパルス応答測定信号と測定誤差,” 音響学会誌, 69 巻 10 号, pp. 549-554, Oct. 2013.
- [15] 小林正明, 金田豊, “測定信号の違いによるインパルス応答測定誤差の検討,” 電子情報通信学会東京支部学生会研究発表会, no. 12, March 2016.
- [16] 佐々木長閑, 金田豊, “インパルス応答に及ぼすピーカーの非線形歪の影響,” 音響学会秋季講演論文集, 1-Q-27, pp. 761-762, Sept. 2013.
- [17] 中重亮太, 金田豊, “大音圧を用いた残響時間測定の検討,” 音響学会春季講演論文集, 1-Q-29, March 2015.
- [18] 篠原亮, 金田豊, “インパルス応答測定用擬似雑音信号における波高率低減処理,” 電子情報通信学会論文誌, Vol. 98-A, No. 7, pp. 450-457, 2015.
- [19] http://www.asp.c.dendai.ac.jp/IR_mes_01.html インパルス応答測定技術講習会テキストとサンプルプログラムがあります。